

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開2003-168931

(P2003-168931A)

(43) 公開日 平成15年6月13日 (2003.6.13)

(51) Int.Cl.	識別記号	F I	テマコード(参考)
H 0 3 F 1/32		H 0 3 F 1/32	5 J 0 9 0
H 0 4 J 13/00		H 0 4 L 27/20	Z 5 J 5 0 0
H 0 4 L 27/20		27/00	F 5 K 0 0 4
27/36		H 0 4 J 13/00	A 5 K 0 2 2

審査請求 未請求 請求項の数 8 O L (全 11 頁)

(21) 出願番号 特願2001-369976(P2001-369976)

(22) 出願日 平成13年12月4日 (2001.12.4)

(71) 出願人 000004237

日本電気株式会社

東京都港区芝五丁目7番1号

(72) 発明者 土居 喜明

東京都港区芝五丁目7番1号 日本電気株式会社内

(74) 代理人 100088328

弁理士 金田 暢之 (外2名)

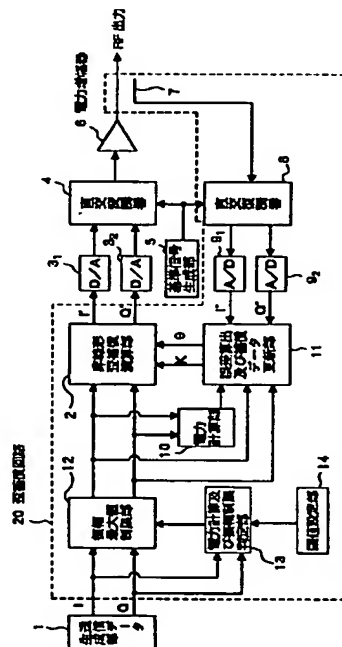
最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 歪補償回路

(57) 【要約】

【課題】 誤差演算を誤らせることなくクリッピング歪成分の抑圧を実現し、その後の非線形歪補償効果を大幅に向上させる。

【解決手段】 電力計算及び振幅制限判定部13は、送信データ生成部1からのデジタル直交ベースバンド信号I、Qの電力値xを計算し、その電力値xと閾値設定部14により設定された電力閾値yとを比較することにより振幅制限の要否を判定する。振幅最大値制限部12は、送信データ生成部1からの直交ベースバンド信号に対して、電力計算及び振幅制限判定部13における判定結果に基づいた振幅最大値制限を行う。そして、振幅最大値制限部12により振幅最大値制限が行われた後のデジタル直交ベースバンド信号に対して、非線形歪補償演算部2による歪補償データに基づいた複素乗算による歪補償が行われる。



## 【特許請求の範囲】

【請求項1】 無線送信装置に備えられた増幅手段において発生する歪を補償するための歪補償回路であって、直交ベースバンド送信信号の電力値を計算し、該電力値が予め設定された電力閾値以上であるかどうかを判定し、算出された前記電力値が前記電力閾値より大きい場合には前記直交ベースバンド送信信号の電力値が前記電力閾値以下となるような係数を乗算係数として出力し、算出された前記電力値が前記電力閾値以下の場合には前記直交ベースバンド送信信号をそのままとするような係数を乗算係数として出力する電力計算及び振幅制限判定手段と、

前記直交ベースバンド送信信号のI成分およびQ成分のそれぞれに前記電力計算及び振幅制限判定手段からの乗算係数を乗算することによって実現する円形クリッピングによる振幅最大値制限を行う振幅最大値制限手段と、前記振幅最大値制限手段により振幅制限された後の直交ベースバンド送信信号と、増幅手段の出力から帰還された直交ベースバンド信号との誤差演算を行うことにより非線形歪を補償するための歪補償データの更新を行う誤差算出及び補償データ更新部と、前記誤差算出及び補償データ更新手段からの補償データに基づいて前記振幅最大値制限手段により振幅制限された後の直交ベースバンド送信信号に対する歪補償を行う非線形歪補償演算手段と、を備えた歪補償回路。

【請求項2】 無線送信装置に備えられた増幅手段において発生する歪を補償するための歪補償回路であって、直交ベースバンド送信信号の電力値 $x$ を計算し、該電力値 $x$ が予め設定された電力閾値 $y$ 以上であるかどうかを判定し、算出された前記電力値 $x$ が前記電力閾値 $y$ より大きい場合には $(y/x)^{1/2}$ を乗算係数として出力し、算出された前記電力値 $x$ が前記電力閾値 $y$ 以下の場合には1を乗算係数として出力する電力計算及び振幅制限判定手段と、

前記直交ベースバンド送信信号のI成分およびQ成分のそれぞれに前記電力計算及び振幅制限判定手段からの乗算係数を乗算することによって実現する円形クリッピングによる振幅最大値制限を行う振幅最大値制限手段と、前記振幅最大値制限手段により振幅制限された後の直交ベースバンド送信信号と、増幅手段の出力から帰還された直交ベースバンド信号との誤差演算を行うことにより非線形歪を補償するための歪補償データの更新を行う誤差算出及び補償データ更新部と、前記誤差算出及び補償データ更新手段からの補償データに基づいて前記振幅最大値制限手段により振幅制限された後の直交ベースバンド送信信号に対する歪補償を行う非線形歪補償演算手段と、を備えた歪補償回路。

【請求項3】 前記電力計算及び振幅制限判定手段は、前記直交ベースバンド送信信号の電力値 $x$ を求める電力計算手段と、

予め設定された電力閾値 $y$ を前記電力計算手段により計算された電力値 $x$ により除算して除算値 $y/x$ として出力する除算手段と、

前記除算手段により算出された値が1以上の場合には1を乗算係数として出力し、前記除算手段により算出された値が1より小さい場合には、 $(y/x)^{1/2}$ を乗算係数として出力する判定手段とから構成されている請求項2記載の歪補償回路。

【請求項4】 前記電力閾値は、増幅手段における出力バックオフ量に基づいて設定される請求項2または3記載の歪補償回路。

【請求項5】 無線送信装置に備えられた増幅手段において発生する歪を補償するための歪補償回路であって、直交ベースバンド送信信号の振幅値を計算し、該振幅値が予め設定された振幅閾値以上であるかどうかを判定し、算出された前記振幅値が前記振幅閾値より大きい場合には前記直交ベースバンド送信信号の振幅値が前記振幅閾値以下となるような係数を乗算係数として出力し、算出された前記振幅値が前記振幅閾値以下の場合には前記直交ベースバンド送信信号をそのままとするような係数を乗算係数として出力する振幅計算及び振幅制限判定手段と、

前記直交ベースバンド送信信号のI成分およびQ成分のそれぞれに前記振幅計算及び振幅制限判定手段からの乗算係数を乗算することによって実現する円形クリッピングによる振幅最大値制限を行う振幅最大値制限手段と、前記振幅最大値制限手段により振幅制限された後の直交ベースバンド送信信号と、増幅手段の出力から帰還された直交ベースバンド信号との誤差演算を行うことにより非線形歪を補償するための歪補償データの更新を行う誤差算出及び補償データ更新部と、

前記誤差算出及び補償データ更新手段からの補償データに基づいて前記振幅最大値制限手段により振幅制限された後の直交ベースバンド送信信号に対する歪補償を行う非線形歪補償演算手段と、を備えた歪補償回路。

【請求項6】 無線送信装置に備えられた増幅手段において発生する歪を補償するための歪補償回路であって、直交ベースバンド送信信号の振幅値 $x$ を計算し、該振幅値 $x$ が予め設定された振幅閾値 $y$ 以上であるかどうかを判定し、算出された前記振幅値 $x$ が前記振幅閾値 $y$ より大きい場合には $y/x$ を乗算係数として出力し、算出された前記振幅値 $x$ が前記振幅閾値 $y$ 以下の場合には1を乗算係数として出力する振幅計算及び振幅制限判定手段と、

前記直交ベースバンド送信信号のI成分およびQ成分のそれぞれに前記振幅計算及び振幅制限判定手段からの乗算係数を乗算することによって実現する円形クリッピングによる振幅最大値制限を行う振幅最大値制限手段と、前記振幅最大値制限手段により振幅制限された後の直交ベースバンド送信信号と、増幅手段の出力から帰還され

た直交ベースバンド信号との誤差演算を行うことにより非線形歪を補償するための歪補償データの更新を行う誤差算出及び補償データ更新部と、

前記誤差算出及び補償データ更新手段からの補償データに基づいて前記振幅最大値制限手段により振幅制限された後の直交ベースバンド送信信号に対する歪補償を行う非線形歪補償演算手段と、を備えた歪補償回路。

【請求項 7】 前記振幅計算及び振幅制限判定手段は、前記直交ベースバンド送信信号の振幅値  $x$  を求める振幅計算手段と、

予め設定された振幅閾値  $y$  を前記振幅計算手段により計算された振幅値  $x$  により除算して除算値  $y/x$  として出力する除算手段と、

前記除算手段により算出された値が 1 以上の場合には 1 を乗算係数として出力し、前記除算手段により算出された値が 1 より小さい場合には、 $y/x$  を乗算係数として出力する判定手段とから構成されている請求項 6 記載の歪補償回路。

【請求項 8】 前記振幅閾値は、増幅手段における出力バックオフ量に基づいて設定される請求項 6 または 7 記載の歪補償回路。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、無線通信システムにおける基地局等の無線送信装置において使用され、電力増幅器等の増幅手段において発生する歪を補償するための歪補償回路に関する。

【0002】

【従来の技術】無線通信システムにおける無線送信装置では、隣接チャネル漏洩電力をできるだけ低く抑えるためには、全ての振幅成分において良好な線形性を有する電力増幅器を使用することが理想的である。しかし、非常に大きな振幅成分に到るまで良好な線形性を有する電力増幅器は、規模が大きくなり、高価で消費電力も大きくなってしまふ。そのため、小さな振幅成分においては良好な線形性を有するが大きな振幅成分においては非線形性を有する電力増幅器を使用せざるおえない場合もある。このような電力増幅器を使用した場合、実効電力と比較して大きな電力レベルの振幅成分を増幅しようとする隣接チャネル漏洩電力が大きくなってしまふ。

【0003】そこで、電力増幅器の非線形歪による隣接チャネル漏洩電力を抑圧するために、様々な歪補償技術が提案されている。このような歪補償技術の代表的なものとしては、フィードフォワード方式、カーテシアン・フィードバック方式、及びブリディストーション方式が提案されている。フィードフォワード方式は、誤差増幅器を必要とする構成上、高効率化が困難であり、最近では低コスト化と高効率化の面から、ベースバンドにおけるデジタル直交座標での歪補償が可能なカーテシアン・フィードバック方式とブリディストーション方式によ

る歪補償が検討されている。(例えば、特開平 8-78967 号公報、特開平 8-251246 号公報等)とてころが、カーテシアン・フィードバック方式では、歪改善量がループ利得に比例することから、歪改善度を上げ、且つ負帰還におけるループ安定度を保つためには歪改善可能な帯域幅を広くすることが困難である。従って移動体通信システムにおいては、広帯域化の可能なブリディストーション方式が有効である為、以下はブリディストーション方式を例に説明する。

10 【0004】図 8 は従来技術によるブリディストーション型の歪補償回路を備えた無線送信装置の一構成例を示すブロック図である。この従来の無線送信装置は、送信データ生成部 1 と、D/A 変換器 3<sub>1</sub>、3<sub>2</sub> と、直交変調器 4 と、基準信号生成部 5 と、電力増幅器 6 と、歪補償回路 30 とを備えている。また、歪補償回路 30 は、非線形歪補償演算部 2 と、方向性結合器 7 と、直交復調器 8 と、A/D 変換器 9<sub>1</sub>、9<sub>2</sub> と、電力計算部 10 と、誤差算出及び補償データ更新部 11 とから構成されている。

20 【0005】非線形歪補償演算部 2 では、送信データ生成部 1 からのデジタル直交ベースバンド信号 I、Q に対して予め算出された歪補償データに基づいた複素乗算による歪補償演算が行われる。そして、歪補償演算が行われた後の直交ベースバンド信号 I'、Q' は、D/A 変換器 3<sub>1</sub>、3<sub>2</sub> によりアナログ信号に変換されてアナログ直交ベースバンド信号となる。次に、直交変調器 4 では、このアナログ直交ベースバンド信号を基準信号生成部 5 からの信号によって直交変調信号に変換する。その後、この直交変調信号は、電力増幅器 6 において電力増幅されて RF 出力として出力される。

30 【0006】また、電力増幅器 6 の出力の一部は方向性結合器 7 によって直交復調器 8 に帰還され、基準信号生成部 5 からの信号によってアナログ直交ベースバンド信号に復調される。更にこのアナログ直交ベースバンド信号は、A/D 変換器 9<sub>1</sub>、9<sub>2</sub> によりデジタル信号に変換されてデジタル直交ベースバンド信号となる。この帰還されたデジタル直交ベースバンド信号と、送信データ生成部 1 からの入力直交ベースバンド信号を、誤差算出及び補償データ更新部 11 で比較し、歪補償データを更新する。非線形歪補償演算部 2 では、この更新された歪補償データに基づいて、電力計算部 10 からの電力値をアドレスとして歪補償データを参照し歪補償を行う。

40 【0007】次に、図 8 中に示した誤差算出及び補償データ更新部 11 の構成を図 9 のブロック図に示す。誤差算出及び補償データ更新部 11 は、図 9 に示すように、歪補償データメモリ 41 と、歪補償データ算出部 42 とから構成されている。

50 【0008】歪補償データ算出部 42 は、直交ベースバンド送信信号 I、Q と帰還信号 I'、Q' を極座標上で

比較して振幅誤差と、位相誤差を算出する。歪補償データメモリ41は、歪補償データ算出部42において算出された歪補償データを電力値に対応させて記憶する。

【0009】上記で説明した構成は従来の一例を示すもので、直交変調、直交復調にデジタル方式を採用したり、直接変調ではなく周波数変換器を用いた構成も提案されている。また、電力計算部10による電力値をアドレスとする替わりに、振幅計算部による電力値の平方根である振幅値をアドレスとして歪補償演算を行うような構成も提案されている。

【0010】上述した従来のプリディストーション方式や、カーテシアン・フィードバック方式の歪補償回路は、電力増幅器6等において発生するAM/AM特性（振幅特性）及びAM/PM特性（位相特性）における非線形歪だけを補償するものであり、特にCDMA（Code Division Multiple Access）変調やOFDM（Orthogonal Frequency Division Multiplexing）変調のような多重変調波においては、実効電力に比して包絡線の瞬時電力が非常に大きな振幅成分を含む為に、飽和領域におけるクリッピング歪を発生するにもかかわらず、この歪成分は補償することはできないという問題がある。

【0011】更に、歪補償を行う際の振幅補償によって、無補償の場合の飽和入力よりも数dB低い瞬時入力振幅成分に対しても、補償後の信号振幅は電力増幅器の飽和領域に達してクリッピング歪を増加させてしまい、歪補償効果が劣化するという問題点があった。

【0012】このような問題の要因となる包絡線の非常に大きな瞬時振幅成分を抑圧するための歪補償回路が特開2001-251148号公報等に提案されている。この特開2001-251148号公報に記載されているような従来の他の歪補償回路における誤差算出及び補償データ更新部11aの構成を図10に示す。図10において、図9中の構成要素と同一の構成要素には同一の符号を付し、説明を省略するものとする。

【0013】この誤差算出及び補償データ更新部11aは、図10に示すように、歪補償データメモリ41と、歪補償データ算出部42と、セレクト43と、比較部44と、歪補償データ補正部45とから構成されている。

【0014】比較部44は、歪補償データ算出部42において算出された歪補償データを用いて、入力された直交ベースバンド送信信号I、Qに対して歪補償演算を行った後の信号I'、Q'の電力値と、予め設定されている上限電力値P<sub>max</sub>との比較を行っている。歪補償データ補正部45は、歪補償データ算出部42において算出された歪補償データに対して振幅補償係数が1/mとなるような補正を行って出力している。ここで、mは振幅制限係数であり、 $m = (\text{歪補償演算後の直交ベースバンド送信信号の電力} / P_{\text{max}})^{1/2}$ により算出される係数である。

【0015】セレクト43は、比較部44において、入

力された直交ベースバンド送信信号に対して歪補償演算を行った後の信号I'、Q'の電力値がP<sub>max</sub>よりも大きいと判定された場合、歪補償データ補正部45からの歪補償データを選択して歪補償データメモリ41に出力し、比較部44において入力された直交ベースバンド送信信号に対して歪補償演算を行った後の信号の電力値がP<sub>max</sub>以下であると判定された場合、歪補償データ算出部42からの歪補償データを選択して歪補償データメモリ41に出力する。

10 【0016】上述した従来の他の歪補償回路によっても、歪補償演算後の直交ベースバンド信号I'、Q'の電力値が一定値P<sub>max</sub>以上の場合には、入力信号に対して位相を維持したまま振幅補償係数の大きさを補正して歪補償後の信号振幅の制限を実現することができる。しかし、この従来技術では、非線形歪補償演算部2における振幅補償係数自体に振幅制限のための振幅制限係数を乗算した後に歪補償データメモリ41に記憶するものであるため、歪補償データ算出部42に入力される直交ベースバンド信号I、Qの振幅は制限されていない。従って、上記の従来技術の構成においては、歪補償データ算出部42では、振幅制限された電力増幅器6からの帰還信号と、振幅制限されていない直交ベースバンド信号との比較演算をして歪補償データの算出が行われる為、このような構成の従来の歪補償回路では正しい誤差演算を行うことができず、精度の高い歪補償を行うことはできない。

【0017】

【発明が解決しようとする課題】上述した従来の歪補償回路では、振幅制限が行われる前の入力直交ベースバンド信号と、振幅制限が行われた後の帰還信号を比較して誤差演算を行っているため正しい誤差演算を行うことができないという問題点を有していた。

【0018】本発明の目的は、誤差演算を誤らせることなくクリッピング歪成分の抑圧を実現し、その後の非線形歪補償効果を大幅に向上させることができる歪補償回路を提供するものである。

【0019】

【課題を解決するための手段】上記目的を達成するために、本発明に係る歪補償回路は、無線送信装置に備えられた増幅手段において発生する歪を補償するための歪補償回路であって、直交ベースバンド送信信号の電力値を計算し、該電力値が予め設定された電力閾値以上であるかどうかを判定し、算出された前記電力値が前記電力閾値より大きい場合には前記直交ベースバンド送信信号の電力値が前記電力閾値以下となるような係数を乗算係数として出力し、算出された前記電力値が前記電力閾値以下の場合には前記直交ベースバンド送信信号をそのままとするような係数を乗算係数として出力する電力計算及び振幅制限判定手段と、前記直交ベースバンド送信信号のI成分およびQ成分のそれぞれに前記電力計算及び振

幅制限判定手段からの乗算係数を乗算することによって実現する円形クリッピングによる振幅最大値制限を行う振幅最大値制限手段と、前記振幅最大値制限手段により振幅制限された後の直交ベースバンド送信信号と、増幅手段の出力から帰還された直交ベースバンド信号との誤差演算を行うことにより非線形歪を補償するための歪補償データの更新を行う誤差算出及び補償データ更新部と、前記誤差算出及び補償データ更新手段からの補償データに基づいて前記振幅最大値制限手段により振幅制限された後の直交ベースバンド送信信号に対する歪補償を行う非線形歪補償演算手段とを備えている。

【0020】また、本発明の他の歪補償回路は、無線送信装置に備えられた増幅手段において発生する歪を補償するための歪補償回路であって、直交ベースバンド送信信号の電力値  $x$  を計算し、該電力値  $x$  が予め設定された電力閾値  $y$  以上であるかどうかを判定し、算出された前記電力値  $x$  が前記電力閾値  $y$  より大きい場合には  $(y/x)^{1/2}$  を乗算係数として出力し、算出された前記電力値  $x$  が前記電力閾値  $y$  以下の場合には 1 を乗算係数として出力する電力計算及び振幅制限判定手段と、前記直交ベースバンド送信信号の I 成分および Q 成分のそれぞれに前記電力計算及び振幅制限判定手段からの乗算係数を乗算することにより円形クリッピングによる振幅最大値制限を行う振幅最大値制限手段と、前記振幅最大値制限手段により振幅制限された後の直交ベースバンド送信信号と、増幅手段の出力から帰還された直交ベースバンド信号との誤差演算を行うことにより非線形歪を補償するための歪補償データの更新を行う誤差算出及び補償データ更新部と、前記誤差算出及び補償データ更新手段からの補償データに基づいて前記振幅最大値制限手段により振幅制限された後の直交ベースバンド送信信号に対する歪補償を行う非線形歪補償演算手段とを備えている。

【0021】また、前記電力計算及び振幅制限判定手段を、前記直交ベースバンド送信信号の電力値  $x$  を求める電力計算手段と、予め設定された電力閾値  $y$  を前記電力計算手段により計算された電力値  $x$  により除算して除算値  $y/x$  として出力する除算手段と、前記除算手段により算出された値が 1 以上の場合には 1 を乗算係数として出力し、前記除算手段により算出された値が 1 より小さい場合には、 $(y/x)^{1/2}$  を乗算係数として出力する判定手段とから構成するようにしてもよい。

【0022】本発明によれば、円形クリッピングによる振幅最大値制限を行った後に非線形歪補償を行うという構成によって、増幅手段入力における瞬時信号振幅を制限することで包絡線の瞬時振幅によるクリッピング歪成分を抑圧し、その後の歪補償効果を向上させることができる。

【0023】また、本発明の他の歪補償回路では、前記電力閾値を、増幅手段における動作点の出力バックオフ量に基づいて設定するようにしてもよい。

【0024】本発明によれば、瞬時信号振幅の制限にあたって、入力直交ベースバンド信号の電力値に対して設定した電力閾値以上の振幅成分には円形クリッピングによる振幅制限を行い、増幅手段の出力バックオフ量に応じた電力閾値による振幅最大値制限値の最適設定を事前に行うことによって、送信系の変調精度の劣化を最低限に抑えた歪補償を実現することができる。

【0025】また、本発明の他の歪補償回路では、直交ベースバンド送信信号の振幅閾値に基づいて振幅最大値制限を行うか否かの判定を行うようにしてもよい。

【0026】

【発明の実施の形態】次に、本発明の実施の形態について図面を参照して詳細に説明する。以降は説明を簡略化するために、歪は電力増幅器のみで発生するものとする。

【0027】（第 1 の実施形態）図 1 は、本発明の第 1 の実施形態の歪補償回路を有する無線送信装置の構成を示すブロック図である。図 1 において、図 8 に示した従来技術の例と同一部分には同一符号を付している。

【0028】本実施形態の無線送信装置と、図 8 に示した従来の無線送信装置との相違は、歪補償回路 20 が歪補償回路 20 に置き換えられている点である。そして、本実施形態における歪補償回路 20 は、図 8 に示した歪補償回路 30 に対して、振幅最大値制限部 12 と、電力計算及び振幅制限判定部 13 と、閾値設定部 14 とが新たに設けられている点のみが異なっている。

【0029】閾値設定部 14 は、予め定められた値を電力計算及び振幅制限判定部 13 に対する電力閾値として設定する。

【0030】電力計算及び振幅制限判定部 13 は、送信データ生成部 1 からのデジタル直交ベースバンド信号 I、Q の電力値  $x$  を計算し、その電力値  $x$  が、閾値設定部 14 により設定された電力閾値  $y$  以上であるかどうかを判定し、算出された電力値  $x$  が電力閾値  $y$  より大きい場合には振幅制限を行うことを決定して  $(y/x)^{1/2}$  を乗算係数として出力し、算出された電力値  $x$  が電力閾値  $y$  以下の場合には振幅制限を行わないことを決定して 1 を乗算係数として出力する。

【0031】本実施形態における電力計算及び振幅制限判定部 13 は、算出された電力値  $x$  が電力閾値  $y$  より大きい場合には振幅制限を行うために  $(y/x)^{1/2}$  という係数を乗算係数として出力するものとして説明するが、デジタル直交ベースバンド送信信号 I、Q の電力値  $x$  が電力閾値  $y$  以下となるような係数であれば他の係数であってもよい。

【0032】振幅最大値制限部 12 は、送信データ生成部 1 からの直交ベースバンド送信信号の I 成分および Q 成分のそれぞれに電力計算及び振幅制限判定部 13 からの乗算係数を乗算することによって実現する円形クリッピングによる振幅最大値制限を行う。

【0033】尚、振幅最大値制限部12により振幅最大値制限が行われた後のデジタル直交ベースバンド信号に対して、非線形歪補償演算部2で歪補償データに基づいた複素乗算による歪補償を行い、その補償データの更新と歪補償データの参照方法は従来技術の例と同様である。

【0034】次に、振幅最大値制限部12と電力計算及び振幅制限判定部13の具体的な構成の一例を図2に示す。振幅最大値制御部12は、タイミング調整部15と、乗算器19<sub>1</sub>、19<sub>2</sub>とから構成されている。また、電力計算及び振幅制限判定部13は、電力計算部16と、除算器17と、判定部18とから構成されている。

【0035】電力計算部16は、送信データ生成部1からの直交ベースバンド送信信号の電力値 $x (= I^2 + Q^2)$ を計算している。除算器17は、閾値設定部14により設定された電力閾値 $y$ を電力計算部16により計算された電力値 $x$ により除算して除算値 $y/x$ として出力する。判定部18は、除算器17により算出された除算値 $y/x$ が1以上の場合には1を乗算係数として出力し、除算器17により算出された除算値が1より小さい場合には、除算値の平方根である $(y/x)^{1/2}$ を乗算係数として出力する。

【0036】次に振幅最大値制限部12では、タイミング調整部15において電力計算及び振幅制限判定部13における計算期間分の調整を行った後、判定部18から出力された乗算係数を送信データ生成部1からのデジタル直交ベースバンド信号のI、Q成分のそれぞれに乗算することで、円形クリッピングによる振幅最大値制限が行われる。

【0037】次に、図面を参照しながら本実施形態の有効性解析について説明する。

【0038】図3は、代表的なCDMA変調波信号を1波入力した場合の、歪補償を行わない一般的な電力増幅器の出力レベルに対する隣接チャネル漏洩電力比(dBc)を示した特性図である。CDMA変調波のような多重変調波入力時に電力増幅器において発生する歪には、AM/AM特性及びAM/PM特性における非線形歪と、包絡線の非常に大きな瞬時振幅によって発生するクリッピング歪が存在する。

【0039】図3に示したクリッピング歪特性は、AM/AM特性が飽和点まで線形の理想リミッタ特性で、AM/PM特性が平坦な理想アンプに上述したCDMA変調波信号を入力した場合のキャリア中心周波数からのある離調周波数における漏洩電力比である。この特性はAM/AM及びAM/PM特性における非線形歪を含まず、クリッピング歪成分のみの特性を示している。更に、図3の非線形歪特性は、上述したCDMA変調波信号に対して、電力増幅器の飽和入力振幅を超えないように、十分振幅制限を行った信号を電力増幅器に入力した場合のキャリア中心周波数からのある離調周波数にお

る漏洩電力比である。この特性はクリッピング歪を含まず、AM/AM及びAM/PM特性における非線形歪成分のみの特性を示している。図3に示したA点以上の出力領域では全体の総合歪特性に非線形歪成分とクリッピング歪成分が同程度電圧和で寄与しており、従来技術の歪補償方式によって非線形歪のみを補償しても、クリッピング歪によって装置全体の歪改善量は約6dB( $=1/2$ )程度しか得られないことが解る。つまり、本実施形態による歪補償回路のように、非線形歪補償と、振幅最大値制限によるクリッピング歪抑圧を併用することで無線送信装置全体の歪補償効果を向上させることができる。

【0040】図4は、プリディストーション型歪補償回路において、電力増幅器6の飽和入力レベルを1として比率で正規化した入力レベルに対する、非線形歪補償演算部2単体、電力増幅器6単体、及び無線送信装置全体の入出力特性をそれぞれ示したグラフである。歪補償を行わない場合には、包絡線の瞬時振幅成分が電力増幅器6の飽和入力レベルまではクリッピング歪が発生しないが、歪補償を行う場合には、非線形歪補償演算部2単体の入出力特性が示す通り、振幅補償によって無補償の場合の飽和入力1に対して、飽和出力点の線形利得からの利得抑圧量分(約4dB~6dB)だけ低い約0.5~0.6の低い瞬時入力振幅成分に対しても、補償後の信号振幅は電力増幅器6の飽和点に達する。すなわち、歪補償を行わない場合と異なり、プリディストーション型歪補償回路においては出力バックオフ=入力バックオフの関係が成り立つ。以下、非線形歪補償演算部2での振幅補償後のレベルが電力増幅器6の飽和入力レベルに達する点(図4の例では約0.5~0.6)を非線形歪補償演算部2の最大入力 $R_{max}$ とする。

【0041】ここでのバックオフとは、飽和点における入力電力または出力電力に対する動作点の電力比を表したものであり、仮に飽和出力が100Wで、動作電力が10Wの場合には、バックオフ量は10dBとなる。

【0042】CDMA変調方式やOFDM変調方式のような多重変調波はガウス(Gaussian)雑音に近似することができる。更に狭帯域のガウス雑音はランダムな振幅変調から成り、包絡線はレイリー(Rayleigh)分布と考えられる。その包絡線関数(確率密度関数)は、以下のように表すことができる。

$$p(R) = (R/\sigma^2) \cdot \exp(-R^2/2\sigma^2)$$

ここで、 $R$ =包絡線電圧、 $2\sigma^2$ =実効電力値を示す。

【0043】図5は、上記の非線形歪補償演算部2の最大入力 $R_{max}$ を1として正規化した入力レベルに対する各バックオフ条件でのレイリー分布の包絡線関数(確率密度関数)を示したものである。最大入力 $R_{max}$ 以上は電力増幅器の出力が飽和に達する入力領域である。包絡線の瞬時振幅成分がこの飽和領域に達するとクリッピング歪が発生する。包絡線の瞬時電圧振幅 $R$ が最大入力 $R$



maxを超える確率分布は、レイリー分布の包絡線関数を  $R_{max}$  から  $\infty$  まで積分して以下のように表すことができる。

$$P(R > R_{max}) = \exp(-R_{max}^2 / 2\sigma^2)$$

従って、上記の算出式による、各バックオフ条件での包絡線の瞬時振幅が飽和点を超える成分の確率分布は以下の通りで、ピークファクタの大きな瞬時振幅成分を含んでおり、これらの瞬時振幅成分によってクリッピング歪が発生する。

6 dBバックオフ動作時 : 約1.9%

7 dBバックオフ動作時 : 約0.7%

8 dBバックオフ動作時 : 約0.2%

9 dBバックオフ動作時 : 約0.04%

10 dBバックオフ動作時 : 約0.005%

ブリディストーション型歪補償回路において、瞬時振幅成分に伴うクリッピング歪を抑圧する為に、包絡線の瞬時振幅が  $R_{max}$  を超えないようにするには、上記の出力バックオフ=入力バックオフの関係から、歪補償演算を行う前段において、実効値+出力バックオフ分の入力点で振幅最大値を制限すれば良い。

【0044】次に、本実施形態における振幅最大値制限部12において行われる円形クリッピングによる振幅最大値制限について説明する。送信データ生成部1からのデジタル直交ベースバンド信号に対する最大値制限にあたって、直交座標上でI、Q成分を個別に最大値制限を行う方形クリッピングと、本実施形態における直交ベースバンド信号の電力値を算出して振幅値に対して最大値制限を行う円形クリッピングが考えられる。

【0045】図6はこれらの最大値制限方法を示す説明図である。送信データ生成部からのデジタル直交ベースバンド信号に対して、図6(a)が方形クリッピングによる直交座標上の各成分毎の最大値制限、図6(b)が円形クリッピングによる振幅最大値制限である。図6に示す通り、真のベクトルに対して、I成分が最大値制限の閾値を超えてもQ成分側が閾値を超えない場合には、図6(a)の方形クリッピングにおけるクリップ後のベクトルは真のベクトルに対して位相誤差  $\theta$  を生じてしまう。これに対して図6(b)の円形クリッピングによる振幅最大値制限においては位相誤差を生じない。この位相誤差は、変調精度の指標であるEVM(Error Vector Magnitude)に対して影響が大きく、元々デジタル直交ベースバンド信号を最大値制限すること自体がEVMの劣化につながる為、最大値制限方式に起因する誤差を最低限に抑えるには円形クリッピングによる振幅最大値制限が有効である。更に、円形クリッピングによる制限最大値を1とすると、方形クリッピングによる振幅最大値制限においては  $2^{1/2}$  倍の振幅値が存在し得る。つまり瞬時振幅値として、円形クリッピングによる制限最大値よりも3 dB大きな振幅値が存在する為、瞬時振幅の抑圧効果においても円形クリ

ッピングによる振幅最大値制限の方が有効である。

【0046】また、閾値設定部14により設定される電力閾値を電力増幅器6の出力バックオフ量に基づいて設定する際には、変調精度の劣化が送信系システム全体の許容値を満足し、且つ最大限の歪補償効果が得られるようにする必要があるが、上述した解析方法等によって事前に容易に設定可能である。

【0047】上述したような、本実施形態の歪補償回路によれば、誤差算出及び補償データ更新部11における歪補償データ算出部42では、振幅制限された直交ベースバンド信号と、振幅制限された帰還信号との誤差演算が行われるため、誤差演算を誤らせることなくクリッピング歪成分の抑圧を実現し、その後の非線形歪補償効果を大幅に向上させることができる。

【0048】また、本実施形態による歪補償回路は、従来技術による歪補償回路に対して小規模の回路を追加するだけで実現可能であり、従来技術による歪補償回路と比較して、ほぼ同様の大きさ、消費電力のままでより優れた歪補償特性を得ることができる。

20 【0049】(第2の実施形態)次に、本発明の第2の実施形態の歪補償回路について説明する。上記で説明した第1の実施形態の歪補償回路では、デジタル直交ベースバンド信号の電力閾値に基づいて振幅制限を行うか否かの判定を行うものであったが、本実施形態では、デジタル直交ベースバンド信号の振幅閾値に基づいて振幅制限を行うか否かの判定を行うものである。

30 【0050】本実施形態の歪補償回路の構成は、図1に示した第1の実施形態の歪補償回路に対して、電力計算及び振幅制限反映部13、閾値設定部14を、振幅計算及び振幅制限判定部23、閾値設定部24に置き換えたものである。

【0051】閾値設定部24は、予め定められた値を振幅計算及び振幅制限判定部23に対する振幅閾値として設定する。この振幅計算及び振幅制限判定部23の構成を図7に示す。振幅計算及び振幅制限判定部23は、振幅計算部26と、除算器27と、判定部28とから構成されている。

40 【0052】振幅計算部26は、送信データ生成部1からの直交ベースバンド送信信号の振幅値  $x = (I^2 + Q^2)^{1/2}$  を計算している。除算器27は、閾値設定部24により設定された振幅閾値  $y$  を振幅計算部26により計算された振幅値  $x$  により除算して除算値  $y/x$  として出力する。判定部28は、除算器27により算出された除算値  $y/x$  が1以上の場合には1を乗算係数として出力し、除算器27により算出された除算値が1より小さい場合には、 $y/x$  を乗算係数として出力する。

50 【0053】振幅計算部26は、送信データ生成部1からの直交ベースバンド送信信号の振幅値  $x$  (電力値の平方根  $= (I^2 + Q^2)^{1/2}$ ) を計算している。除算器27は、閾値設定部24により設定された振幅閾値  $y$  を振幅

計算部 26 により計算された振幅値  $x$  により除算して除算値  $y/x$  として出力する。判定部 28 は、除算器 27 により算出された除算値  $y/x$  が 1 以上の場合には 1 を乗算係数として出力し、除算器 27 により算出された除算値が 1 より小さい場合には、除算値  $y/x$  を乗算係数として出力する。

【0054】次に振幅最大値制限部 12 では、タイミング調整部 15 において電力計算及び振幅制限判定部 23 における計算期間分の調整を行った後、判定部 28 から出力された乗算係数を送信データ生成部 1 からのデジタル直交ベースバンド信号の I、Q 成分のそれぞれに乗算することで、円形クリッピングによる振幅最大値制限が行われる。

【0055】以上説明した第 1 および第 2 の実施形態では、ブリディストーション型歪補償回路へ本発明を適用した場合を用いて説明したが、本発明はこれに限定されるものではなく、カーテシアン・フィードバック型歪補償回路の前段への適用も可能である。

【0056】

【発明の効果】以上説明したように本発明によれば、直交ベースバンド送信信号の直交座標上における円形クリッピングによって振幅最大値制限を行った後に非線形歪補償を行うことにより、誤差演算を誤らせることなくクリッピング歪成分の抑圧を実現し、その後の非線形歪補償効果を大幅に向上させることができる。

【図面の簡単な説明】

【図 1】本発明の第 1 の実施形態の無線送信装置の構成を示すブロック図である。

【図 2】本発明の第 1 の実施形態の歪補償回路における振幅最大値制限部 12、電力計算及び振幅制限判定部 13 の構成を示すブロック図である。

【図 3】歪補償を行わない場合の一般的な電力増幅器における非線形歪とクリッピング歪の関係を示す説明図である。

【図 4】ブリディストーション型歪補償回路の動作を示す説明図である。

【図 5】各バックオフ条件でのレイリー分布による包絡線関数の入力レベルに対する発生確率を示す説明図である。

【図 6】送信データの最大値制限方法を説明するための図であり、図 6 (a) は方形クリッピングによる直交座標上の各成分毎の最大値制限を示す図であり、図 6 (b) は円形クリッピングによる振幅最大値制限を示す図である。

【図 7】本発明の第 2 の実施形態の歪補償回路における振幅計算及び振幅制限判定部 23 の構成を示すブロック図である。

【図 8】従来技術によるブリディストーション型の歪補償回路を備えた無線送信装置の一構成例を示すブロック図である。

【図 9】図 8 中の誤差算出及び補償データ更新部 11 の構成を示すブロック図である。

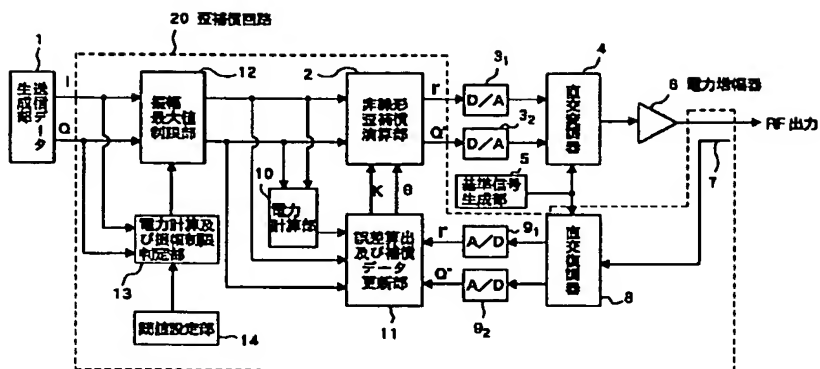
【図 10】従来の他の歪補償回路における誤差算出及び補償データ更新部 11a の構成を示すブロック図である。

【符号の説明】

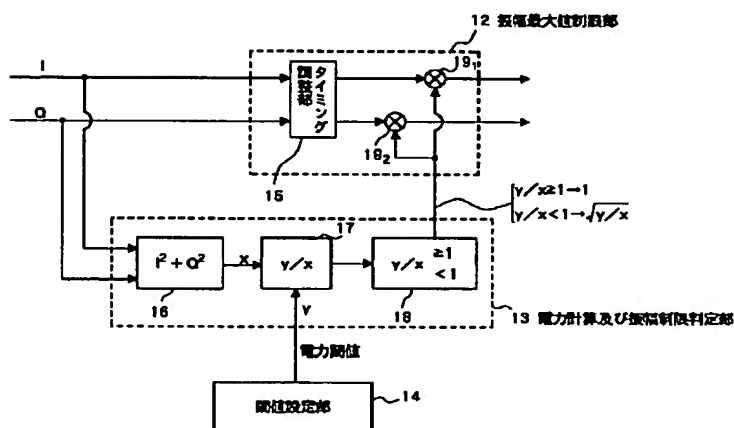
- 1 送信データ生成部
- 2 非線形歪補償演算部
- 3、3、 D/A 変換器
- 4 直交変調器
- 5 基準信号生成部
- 6 電力増幅器
- 7 方向性結合器
- 8 直交復調器
- 9、9、 A/D 変換器
- 10 電力計算部
- 11、11a 誤差算出及び補償データ更新部
- 12 振幅最大値制限部
- 13 電力計算及び振幅制限判定部
- 14 閾値設定部
- 15 タイミング調整部
- 16 電力計算部
- 17 除算器
- 18 判定部
- 19、19、 乗算器
- 20 歪補償回路
- 23 振幅計算及び振幅制限判定部
- 24 閾値設定部
- 26 振幅計算部
- 27 除算器
- 28 判定部
- 30 歪補償回路
- 41 歪補償データメモリ
- 42 歪補償データ算出部
- 43 セレクタ
- 44 比較部
- 45 歪補償データ補正部



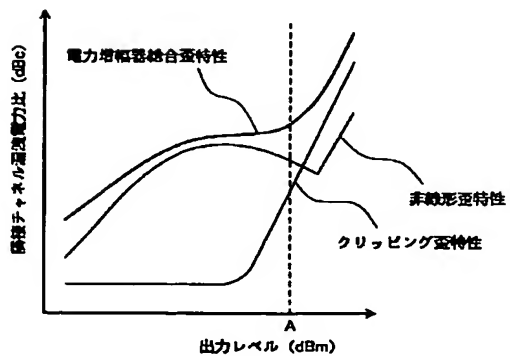
【圖 1】



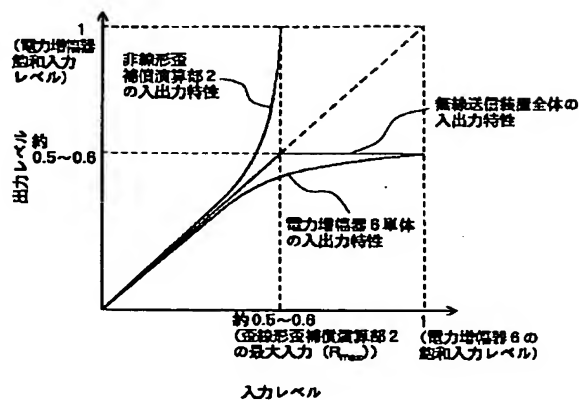
【圖2】



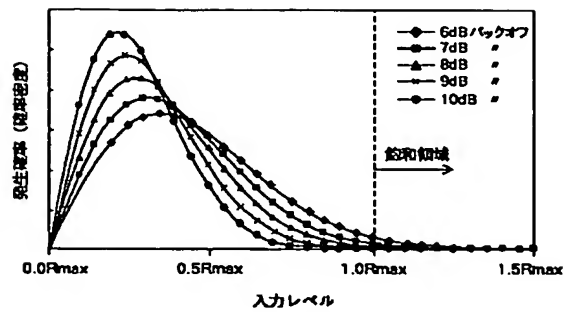
【圖3】



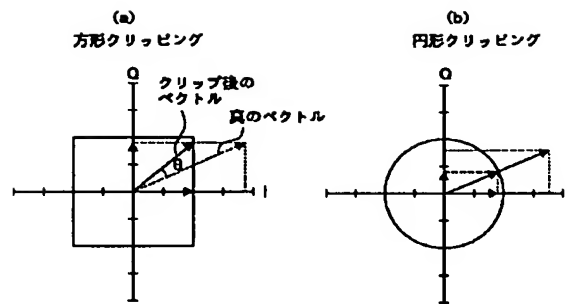
【図4】



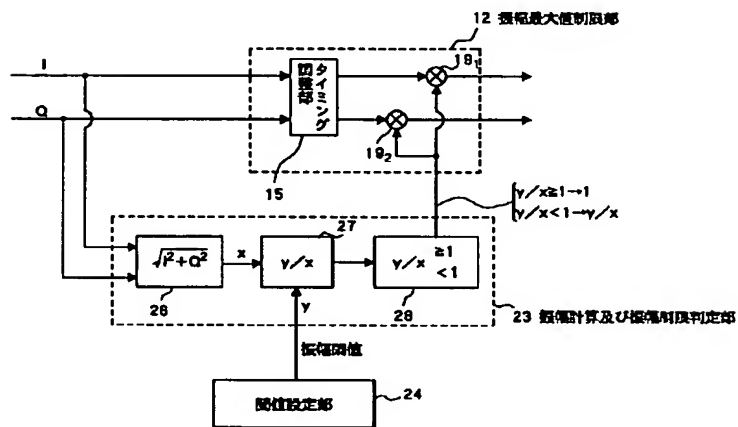
【図5】



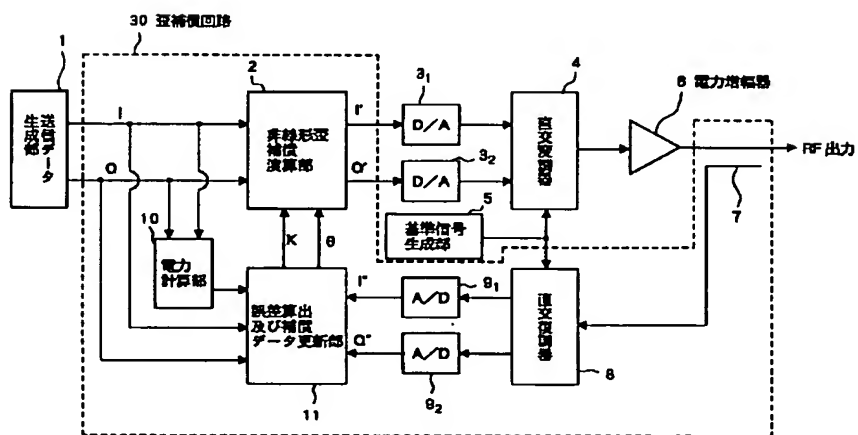
【図6】



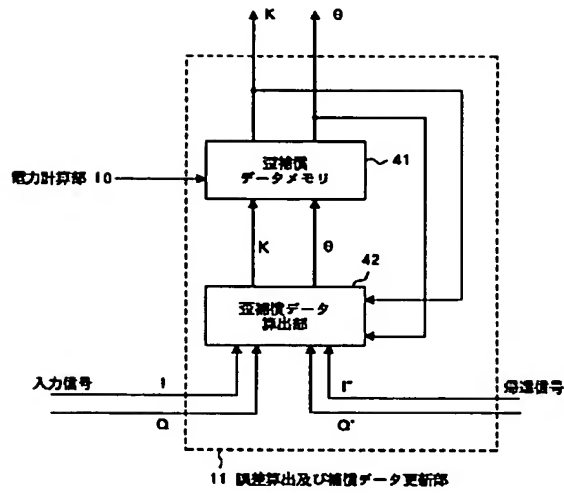
【図7】



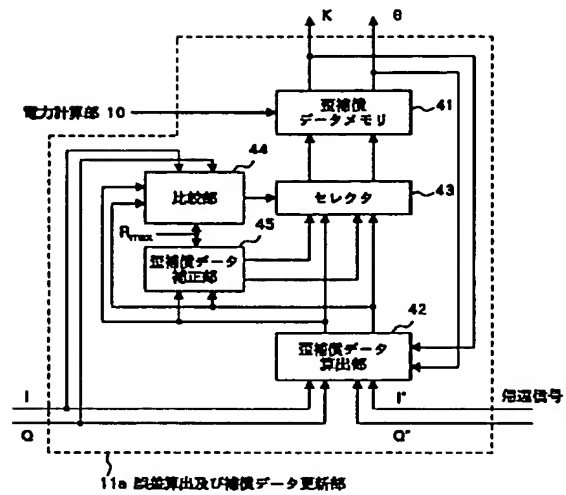
【図8】



【図9】



【図10】



フロントページの続き

F ターム(参考) 5J090 AA01 AA41 CA21 FA20 GN02  
 GN06 GN07 KA00 KA17 KA33  
 KA34 KA53 KA55 KA68 MA11  
 MA14 MA20 SA13 TA01 TA02  
 5J500 AA01 AA41 AC21 AF20 AK00  
 AK17 AK33 AK34 AK53 AK55  
 AK68 AM11 AM14 AM20 AS13  
 AT01 AT02  
 5K004 AA01 AA05 AA08 BA02 FF05  
 JF04  
 5K022 EE01